



日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日                      2 0 0 3 年    1 月    9 日  
Date of Application:

出 願 番 号                      特 願 2 0 0 3 - 0 0 3 3 1 7  
Application Number:

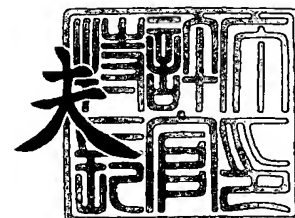
[ST. 10/C]:                      [ J P 2 0 0 3 - 0 0 3 3 1 7 ]

出      願      人                      株式会社デンソー  
Applicant(s):

2 0 0 3 年    9 月 2 4 日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今 井 康 夫



【書類名】 特許願

【整理番号】 N020766

【提出日】 平成15年 1月 9日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02M 3/07

【発明者】

    【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地 株式会社デンソー内

    【氏名】 安部 博文

【発明者】

    【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地 株式会社デンソー内

    【氏名】 板倉 弘和

【発明者】

    【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地 株式会社デンソー内

    【氏名】 伴 博行

【特許出願人】

    【識別番号】 000004260

    【氏名又は名称】 株式会社デンソー

【代理人】

    【識別番号】 100071135

    【住所又は居所】 名古屋市中区栄四丁目 6 番 1 5 号 名古屋あおば生命ビル

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 佐藤 強

    【電話番号】 052-251-2707

【選任した代理人】

    【識別番号】 100119769

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 小川 清

## 【手数料の表示】

【予納台帳番号】 008925

【納付金額】 21,000円

## 【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9200169

【包括委任状番号】 0217337

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 昇圧回路

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 電圧入力端子と電圧出力端子との間に同一の極性で直列に接続された複数のダイオードと、

前記ダイオード同士が接続された各接続点に対し各一端子が接続された複数のコンデンサと、

前記各コンデンサの他端子に第 1 の電圧と第 2 の電圧とを交互に印加するものであって、前記電圧出力端子に所定の負荷が接続された状態で前記電圧入力端子の電圧が所定の最小入力電圧である場合に、前記電圧出力端子の電圧が所定電圧以上となるような最大駆動能力を備えた駆動回路と、

前記電圧入力端子の電圧を検出する電圧検出回路と、

前記検出電圧が高いほど前記駆動回路の駆動能力を低下させる駆動能力調整手段とを備えていることを特徴とする昇圧回路。

【請求項 2】 前記駆動回路は、前記各コンデンサの他端子の接続状態を切り替えるスイッチング素子を備えて構成され、

前記駆動能力調整手段は、前記検出電圧が高いほど前記スイッチング素子のスイッチング周波数を下げるように構成されていることを特徴とする請求項 1 記載の昇圧回路。

【請求項 3】 前記駆動能力調整手段は、前記検出電圧に応じて前記スイッチング周波数を段階的に調整するように構成されていることを特徴とする請求項 2 記載の昇圧回路。

【請求項 4】 前記駆動能力調整手段は、前記検出電圧が所定のしきい値未満である場合にあっては、前記駆動回路が前記最大駆動能力を有するように前記スイッチング周波数を第 1 の周波数に設定し、前記検出電圧が所定のしきい値以上である場合にあっては、前記スイッチング周波数を前記第 1 の周波数よりも低い第 2 の周波数に設定するように構成されていることを特徴とする請求項 3 記載の昇圧回路。

【請求項 5】 前記駆動能力調整手段は、前記検出電圧に応じて前記スイッ

チング周波数を連続的に調整するように構成されていることを特徴とする請求項 2 記載の昇圧回路。

【請求項 6】 前記駆動回路は、互いに相補動作を行う同一導電型の F E T が前記電圧入力端子とグランド端子との間に前記各コンデンサの他端子を挟んで直列に接続された形態を有し、前記電圧入力端子側の F E T は自ら昇圧した電圧をゲート電圧として動作するように構成されていることを特徴とする請求項 1 なし 5 の何れかに記載の昇圧回路。

【請求項 7】 前記電圧入力端子と前記ダイオード同士の共通接続点との間に、前記ダイオードと同一極性となるように更にダイオードが接続されていることを特徴とする請求項 6 記載の昇圧回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、チャージポンプ方式の昇圧回路に関する。

【0002】

【従来の技術】

チャージポンプ回路は、ダイオードを介して複数段に設けられたコンデンサの接続状態を、例えば 100kHz 程度の周波数でスイッチングすることにより、コンデンサへの電荷の充電と次段のコンデンサへの電荷の移送とを順次行って昇圧するようになっている。この昇圧動作時にコンデンサに流れる急峻な充放電電流は、チャージポンプ回路の電圧入力端子を通してノイズとなって外部に放出される。

【0003】

このノイズを低減する一手段が特許文献 1 に開示されている。この昇圧回路は、充放電回路と補助充放電回路とを備え、昇圧回路の起動時には、充放電回路と補助充放電回路とを並列動作させ、駆動回路（ゲート回路）のドライブ能力を大きくして、コンデンサの充電時間を短縮し、他方、大きなドライブ能力を要求されない定常状態では、充放電回路を単独動作させることにより、起動時に比してドライブ能力を低下させて消費電力のロスやノイズを低減している。つまり、本

手段は、起動能力を確保しつつノイズの低減を図ったものである。

【0 0 0 4】

【特許文献 1】

特開 2 0 0 1 - 6 9 7 4 7 号公報

【0 0 0 5】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、チャージポンプ回路が車載電子制御装置に用いられているような場合、チャージポンプ回路の入力電圧はバッテリー電圧に応じて大きく変動するという事情がある。この場合、チャージポンプ回路に所定の負荷が接続された状態で、バッテリー電圧が動作保証上の最小入力電圧（例えば 4 . 5 V）となった時であっても、チャージポンプ回路は所定の電圧値（例えば 1 2 V）以上の昇圧電圧を出力しなければならない。

【0 0 0 6】

従来のチャージポンプ回路は、このような最も昇圧し辛い条件を想定して設計されているため、バッテリー電圧が標準的な範囲内（例えば 1 2 V 程度）にあると昇圧能力が過大となり、発生するノイズが増大する問題がある。特に、チャージポンプ回路が車載電子制御装置に用いられている場合、上記ノイズは AM 帯のラジオノイズとなるためより深刻な問題となる。

【0 0 0 7】

そこで、従来は、チャージポンプ回路の入力電源ラインにリアクトルやコンデンサからなるフィルタを挿入することにより、ノイズの放出を抑制していた。しかし、ノイズを有効に遮断するためには大きなインダクタンスや静電容量が必要となるため、フィルタを構成する電子部品のサイズが大きくなり、実装上の問題が生じていた。

【0 0 0 8】

本発明は上記事情に鑑みてなされたもので、その目的は、入力電圧の変動にかかわらず所定の昇圧電圧を得ることができるとともに、ノイズフィルタを付加することなく発生ノイズを低減できる昇圧回路を提供することにある。

【0 0 0 9】

**【課題を解決するための手段】**

請求項 1 に記載した手段によれば、ダイオード同士の共通接続点に接続された各コンデンサの他端子に、第 1 の電圧と第 2 の電圧とが交互に印加されることにより、各コンデンサへの電荷の充電と次段のコンデンサへの電荷の移送とが順次行われ、チャージポンプ方式による昇圧が行われる。この場合、駆動回路は、電圧出力端子に所定の負荷が接続された状態で電圧入力端子の電圧が所定の最小入力電圧である場合であっても、所定電圧以上に昇圧可能な最大駆動能力を備えている。このため、入力電圧が変動する場合であっても、最小入力電圧までの低下であれば、所定の昇圧電圧を得ることができる。

**【0010】**

そして、駆動能力調整手段は、電圧検出回路により検出された入力電圧が高いほど駆動回路の駆動能力を低下させるので、入力電圧が最小入力電圧よりも高い電圧となっても駆動回路の駆動能力が過大になることを防止でき、当該昇圧回路からのノイズ発生量を低減することができる。本手段は、発生したノイズを除去するのではなく、ノイズの発生自体を抑えるものであり、従来用いていたようなフィルタを付加する必要がない。

**【0011】**

請求項 2 に記載した手段によれば、駆動能力調整手段は、検出電圧が高いほど、各コンデンサの他端子の接続状態を切り替える際のスイッチング周波数を下げる。スイッチング周波数が下がると、駆動回路の駆動能力が抑制されてノイズ量が低減することに加え、ノイズの高調波成分が全体的に低周波数側にシフトするため、ノイズの主要な周波数成分を例えばラジオの AM 帯からずらすことができ、車載電子制御装置などにおいてラジオノイズについて大きな低減効果が得られる。

**【0012】**

請求項 3 に記載した手段によれば、駆動能力調整手段は、検出電圧が高くなるのに応じてスイッチング周波数を段階的に低下させるため、ディジタル回路として構成し易くなるなどの利点がある。

**【0013】**

請求項 4 に記載した手段によれば、駆動能力調整手段は、検出した入力電圧が所定のしきい値以上であるかどうかに応じてスイッチング周波数を 2 段階に調整する。本手段によれば、駆動能力調整手段の回路構成が比較的簡単となり、従来の昇圧回路に対して追加的な適用が容易となる。

#### 【0014】

請求項 5 に記載した手段によれば、駆動能力調整手段は、検出電圧に応じてスイッチング周波数を連続的に調整するので、入力電圧にかかわらず常に駆動回路の駆動能力を必要最小限に調整することが可能となる。

#### 【0015】

請求項 6 に記載した手段によれば、一対の FET を介して各コンデンサの他端子に与えられる第 1、第 2 の電圧はそれぞれ入力電圧、グランド電圧となる。この場合、FET は同一導電型（例えば N チャネル型）を用いているため、電圧入力端子側の FET がオンするには入力電圧よりも FET のしきい値電圧以上高いゲート電圧が必要となる。本手段では、このゲート電圧として当該昇圧回路自身が生成した昇圧電圧を用いているので、別に昇圧回路を設ける必要がなく、回路構成を簡単化できる。

#### 【0016】

請求項 7 に記載した手段によれば、電圧入力端子から各コンデンサに至る充電経路に介在するダイオードの数を実質的に減らすことができ、昇圧開始前に入力電圧により各コンデンサに充電される初期電圧を高めることができる。その結果、昇圧開始時において、電圧入力端子側の FET に対してより高いゲート電圧を与えることができるため、その分低い入力電圧から FET のオンオフ動作ひいては昇圧回路の昇圧動作を行うことができるようになる。

#### 【0017】

##### 【発明の実施の形態】

##### （第 1 の実施形態）

以下、本発明の第 1 の実施形態について図 1 および図 2 を参照しながら説明する。

図 1 は、チャージポンプ回路の電氣的構成を示している。このチャージポンプ



回路 1（昇圧回路に相当）は、例えば車両に搭載された電子制御装置において、ハイサイドスイッチとして機能する N チャンネル型 MOS トランジスタ M1 のゲート電圧を生成するために用いられるものである。チャージポンプ回路 1 のうち後述するコンデンサ C1～C4 を除く回路部分は、図示しない制御用 IC の一部として構成されている。

#### 【0018】

チャージポンプ回路 1 の入力端子 2（電圧入力端子に相当）、入力端子 3 には、図示しないバッテリーの正極端子、負極端子からイグニッションスイッチなどを介してバッテリー電圧 VB が印加されるようになっている。この入力電圧であるバッテリー電圧 VB の公称電圧は 12 V であるが、バッテリーの使用期間、使用状態、車両の状態などにより大きく変化する。

#### 【0019】

チャージポンプ回路 1 の出力端子 4（電圧出力端子に相当）には、上記トランジスタ M1 のゲートが接続されている。トランジスタ M1 のドレインにはバッテリー電圧 VB が印加されるようになっており、ソースと出力端子 5 との間にはソレノイド 6 が接続されるようになっている。なお、図 1 では、チャージポンプ回路 1 の負荷として 1 つのトランジスタ M1 のみを示しているが、実際には複数の N チャンネル型 MOS トランジスタのゲートが接続されている。

#### 【0020】

このチャージポンプ回路 1 は、出力端子 4 に負荷としてのトランジスタ M1 等が接続された状態で、入力電圧（バッテリー電圧 VB）が最小入力電圧である 4.5 V にまで低下しても、所定電圧例えば（VB + 8 V）に近い出力電圧（昇圧電圧 Vo）を出力できるような最大能力を有している。

#### 【0021】

さて、入力端子 2 と出力端子 4 との間には、入力端子 2 側をアノードとしてダイオード D1、D2、D3、D4 が直列に接続されている。そして、ダイオード D1 と D2 との共通接続点、ダイオード D2 と D3 との共通接続点、ダイオード D3 と D4 との共通接続点をそれぞれノード Na、Nb、Nc とすれば、入力端子 2 とノード Nb との間、入力端子 2 とノード Nc との間に、それぞれ入力端子

2 側をアノードとしてダイオード D 5、D 6 が接続されている。ノード N a、N b、N c には、それぞれコンデンサ C 1、C 2、C 3 の各一端子が接続されており、これらコンデンサ C 1、C 2、C 3 の各他端子には、駆動回路 7 により所定電圧が与えられるようになっている。なお、出力端子 4、5 間には平滑用のコンデンサ C 4 が接続されている。

#### 【0022】

駆動回路 7 は以下のように構成されている。すなわち、入力端子 2 に繋がる電源線 8 と入力端子 3 に繋がる電源線 9（グランド線）との間には、Nチャネル型 MOS トランジスタ M 2 と M 3 および M 4 と M 5 がそれぞれ直列に接続されている。トランジスタ M 2 のソースとトランジスタ M 3 のドレインとの共通接続点であるノード N d は、上記コンデンサ C 1、C 3 の各他端子に接続されており、トランジスタ M 4 のソースとトランジスタ M 5 のドレインとの共通接続点であるノード N e は、上記コンデンサ C 2 の他端子に接続されている。

#### 【0023】

トランジスタ M 2 のゲートと電源線 9 との間には、Nチャネル型 MOS トランジスタ M 6 が接続されており、さらにトランジスタ M 2 のゲートは抵抗 R 1 を介して上記ノード N b に接続されている。同様に、トランジスタ M 4 のゲートと電源線 9 との間には、Nチャネル型 MOS トランジスタ M 7 が接続されており、さらにトランジスタ M 4 のゲートは抵抗 R 2 を介して上記ノード N c に接続されている。ここで、トランジスタ M 2、M 3、M 6 および抵抗 R 1 により駆動回路 7 a が構成され、トランジスタ M 4、M 5、M 7 および抵抗 R 2 により駆動回路 7 b が構成される。

#### 【0024】

トランジスタ M 3 と M 6 のゲートは共通に接続されており、後述する発振回路 10 からゲート信号 g 1 が与えられるようになっている。同様に、トランジスタ M 5 と M 7 のゲートも共通に接続されており、ゲート信号 g 1 をインバータ 11 により反転したゲート信号 g 2 が与えられるようになっている。駆動回路 7 で用いられるトランジスタ M 2～M 7（スイッチング素子に相当）は、高耐圧を有するパワー MOS FET である。

## 【0025】

電圧検出回路12は、入力端子2、3間の入力電圧（バッテリー電圧VB）を分圧した検出電圧Vbを出力する回路である。発振回路10（駆動能力調整手段に相当）は、検出電圧Vbに基づいてゲート信号g1の周波数を2段階に切り替えるもので、具体的には図2に示す電氣的構成となっている。すなわち、コンパレータ13は、基準電圧Vrefを抵抗R3、R4で分圧して得た切替基準電圧Va（しきい値に相当）と上記検出電圧Vbとを比較するようになっており、分周回路15は、CR発振回路14から出力されるクロックをコンパレータ13の出力電圧レベルに応じて分周したゲート信号g1を出力するようになっている。

## 【0026】

このチャージポンプ回路1は昇圧電圧Voについてオープンループ制御であるため、昇圧電圧Voが過大になる虞がある。そこで、電源線8と出力端子4との間には、8VのツェナーダイオードD7とダイオードD8と抵抗R5との直列回路からなるクランプ回路16が接続されている。

## 【0027】

次に、本実施形態の作用について説明する。

まず、チャージポンプ回路1の基本動作について説明する。車両のイグニッションスイッチ（図示せず）がオンされるなどして入力端子2、3間にバッテリー電圧VBが印加されると、コンデンサC1～C4に初期電荷が充電される。このとき、コンデンサC1へはダイオードD1を介して充電され、コンデンサC2へはダイオードD5を介して充電され、コンデンサC3へはダイオードD6を介して充電される。すなわち、ダイオードD5、D6を設けたことにより、コンデンサC2の電圧（ノードNbの電圧）およびコンデンサC3の電圧（ノードNcの電圧）はともに $VB - Vf$ （ $Vf$ ：ダイオードの順方向電圧）となり、ダイオードD5、D6を設けない従来構成に比べ $Vf$ または $2 \cdot Vf$ だけ高い初期電圧を得ることができる。

## 【0028】

これは、本実施形態ではノードNb、Ncの電圧をそれぞれトランジスタM2、M4のゲート電圧として用いているため、昇圧開始時においてより高いゲート

電圧を確保して、バッテリー電圧  $V_B$  が最小入力電圧 (4.5 V) であってもトランジスタ M2、M4 を確実にオン駆動できるように工夫したものである。

#### 【0029】

駆動回路 7 において、ゲート信号  $g_1$  により駆動されるトランジスタ M2、M3、M6 とゲート信号  $g_2$  により駆動されるトランジスタ M4、M5、M7 とは相補的に動作する。また、トランジスタ M3 と M6 がオンするとトランジスタ M2 がオフとなり、同様にトランジスタ M5 と M7 がオンするとトランジスタ M4 がオフとなる。つまり、トランジスタ M2 と M3 およびトランジスタ M4 と M5 はそれぞれ相補的に動作する。発振回路 10 内の CR 発振回路 14 がクロックの発振を開始して、ゲート信号  $g_1$  の出力を開始した後の動作は以下ようになる。なお、入力電圧 (バッテリー電圧  $V_B$ ) が本発明でいう第 1 の電圧に相当し、グランド電圧が本発明でいう第 2 の電圧に相当する。

#### 【0030】

- ① トランジスタ M3、M4：オン、トランジスタ M2、M5：オフ

入力端子 2 から電源線 8、ダイオード D1、コンデンサ C1、トランジスタ M3、電源線 9、入力端子 3 を介して充電電流が流れ、コンデンサ C1 が充電される。

#### 【0031】

- ② トランジスタ M3、M4：オフ、トランジスタ M2、M5：オン

入力端子 2 から電源線 8、トランジスタ M2、コンデンサ C1、ダイオード D2、コンデンサ C2、トランジスタ M5、電源線 9、入力端子 3 を介して充電電流が流れ、コンデンサ C1 の充電電荷がダイオード D2 を通して次段のコンデンサ C2 に移される。この過程で昇圧が行われる。

#### 【0032】

- ③ トランジスタ M3、M4：オン、トランジスタ M2、M5：オフ

入力端子 2 から電源線 8、トランジスタ M4、コンデンサ C2、ダイオード D3、コンデンサ C3、トランジスタ M3、電源線 9、入力端子 3 を介して充電電流が流れ、コンデンサ C2 の充電電荷がダイオード D3 を通して次段のコンデンサ C3 に移される。この過程でも昇圧が行われる。

## 【0033】

すなわち、チャージポンプ回路 1 の昇圧電圧  $V_o$  は、出力電流を  $I_{out}$ 、ゲート信号  $g_1$ 、 $g_2$  の周波数（スイッチング周波数に相当）を  $f$ 、コンデンサ  $C_1 \sim C_4$  の容量を  $C$  とすれば、次の (1) 式で示すようになる。

$$V_o = 3 \cdot (V_B - V_f) - V_f \\ - ((3 \cdot I_{out}) / (C \cdot f)) + V_B \quad \cdots (1)$$

## 【0034】

ここで、第 1 項は上述の②、③の昇圧動作によるもので、第 2 項はダイオード  $D_1$  の順方向電圧のロスで、第 3 項は出力電流  $I_{out}$  による電圧低下分を表している。この (1) 式をさらに一般化すると、昇圧段数を  $N$ 、一段あたりのスイング電圧を  $V_\phi$  とし、次の (2) 式のようにになる。スイング電圧  $V_\phi$  とは、本発明でいう第 1 の電圧と第 2 の電圧との差電圧である。

$$V_o = N \cdot (V_\phi - V_f) - V_f \\ - ((N \cdot I_{out}) / (C \cdot f)) + V_B \quad \cdots (2)$$

## 【0035】

これら (1) 式、(2) 式によれば、昇圧電圧  $V_o$  は、昇圧段数  $N$  およびバッテリー電圧  $V_B$ （スイング電圧  $V_\phi$ ）に比例して増加し、出力電流  $I_{out}$  が増加し周波数  $f$  が下がるほど低下することが分かる。

## 【0036】

さて、発振回路 10 内のコンパレータ 13 は、検出電圧  $V_b$  と切替基準電圧  $V_a$  とを常時比較している。切替基準電圧  $V_a$  は、バッテリー電圧  $V_B$  の 10 V に相当する電圧に設定されており、コンパレータ 13 は、バッテリー電圧  $V_B$  が 10 V よりも低下すると L レベルを出力し、バッテリー電圧  $V_B$  が 10 V 以上になると H レベルを出力する。

## 【0037】

分周回路 15 は、コンパレータ 13 の出力レベルが L レベルになると、分周比を小さく設定して比較的高い周波数  $f_1$ （第 1 の周波数に相当、一例として 100 kHz）のゲート信号  $g_1$  を出力する。周波数  $f_1$  は、バッテリー電圧  $V_B$  が最小入力電圧である 4.5 V にまで低下しても、12 V の昇圧電圧  $V_o$  を出力でき

る最大能力が得られるような周波数である。この場合、コンデンサ  $C1 \sim C4$  に流れる急峻な充放電電流が大きくなるとともに周波数  $f1$  の主要な高調波成分がラジオの AM 帯 (530kHz $\sim$ 1620kHz) と重なるため、ラジオノイズは低減されない。しかしながら、バッテリー電圧  $V_B$  が 10V よりも低下した状態は、通常の車両使用時にはほとんど生じないため、ラジオノイズが増加したとしても車両の利用者に与える影響は小さい。

#### 【0038】

これに対し、分周回路 15 は、コンパレータ 13 の出力レベルが H レベルになると、分周比を大きく設定して比較的低い周波数  $f2$  (第 2 の周波数に相当、一例として数十 kHz) のゲート信号  $g1$  を出力する。周波数  $f2$  は、バッテリー電圧  $V_B$  が 10V の時に、所定電圧である  $V_B + 8V = 18V$  の昇圧電圧  $V_o$  を出力できる能力が得られるような周波数である。この場合、コンデンサ  $C1 \sim C4$  に流れる急峻な充放電電流は小さくなるとともに、周波数  $f2$  の主要な高調波成分がラジオの AM 帯から低周波数側にずれるため、ラジオノイズは減少する。通常の車両使用時には、バッテリー電圧  $V_B$  は 10V よりも高いため、利用者はクリアな音でラジオの音声を聞くことができるようになる。

#### 【0039】

なお、バッテリー電圧  $V_B$  が高くなるに従って昇圧電圧  $V_o$  は  $V_B + 8V$  を超えてさらに上昇する。しかし、昇圧電圧  $V_o$  がほぼ  $V_B + 9V$  に達するとクランプ回路 16 に電流が流れてそれ以上の電圧上昇が抑えられるので、チャージポンプ回路 1 の構成部品および出力端子 4 に繋がるトランジスタ M1 等の耐圧を超える昇圧電圧  $V_o$  が生成されることはない。

#### 【0040】

以上説明したように、本実施形態のチャージポンプ回路 1 は、入力電圧 (バッテリー電圧  $V_B$ ) を検出し、その入力電圧の大きさが所定のしきい値である 10V 以上になるとトランジスタ M2 $\sim$ M7 のスイッチング周波数を下げて駆動回路 7 の駆動能力を低下させるので、チャージポンプ回路 1 から外部に放出されるノイズ量を低減できる。また、ノイズの周波数帯が低周波側にシフトするため、ノイズの主要な周波数成分をラジオの AM 帯からずらすことができ、ラジオノイズに

についても大きな低減効果が得られる。

#### 【0041】

このチャージポンプ回路1は、発生したノイズを除去するのではなく、ノイズの発生自体を抑えるものである。このため、従来用いていたようなリアクトルやコンデンサからなるフィルタを付加する必要がなくなり、小型化、低コスト化が図られる。また、入力電圧が10V未満になって昇圧能力が不足する場合には、トランジスタM2～M7のスイッチング周波数を上げるため、所定電圧であるVB+8Vの昇圧電圧Voを出力することができる。

#### 【0042】

さらに、上述したように駆動回路7の駆動能力を2段階に調整しあるいはフィルタ構成部品を削除することにより、チャージポンプ回路1での電力損失を低減でき、従来よりも効率を高める効果も得られる。また、従来構成に対し新たに追加する電圧検出回路12および発振回路10内のコンパレータ13や分周回路15は、回路規模が小さくIC化またはディスクリートでの付加が容易であるため、従来構成からの回路変更が容易となる。

#### 【0043】

本実施形態で用いた駆動回路7においては、全てNチャネル型のMOSトランジスタを用いているので、チップ面積およびオン抵抗の面で有利である。また、自ら昇圧した電圧をゲート電圧として利用しているため、別に昇圧回路を設ける必要がなく回路構成を簡単化できる。

#### 【0044】

##### (第2の実施形態)

次に、本発明の第2の実施形態について図3および図4を参照しながら説明する。

図3は、チャージポンプ回路の電氣的構成を示すもので、図1と同一構成部分には同一符号を付して示している。このチャージポンプ回路17の駆動回路18は、コンデンサC1、C3の他端子を駆動するための駆動回路18a1、18a2と、コンデンサC2の他端子を駆動するための駆動回路18b1、18b2とを有している。ここで、駆動回路18a1、18b1は、それぞれ図1に示す駆

動回路 7 a、7 b と同一回路であって、便宜上符号を付け替えたものである。

【0045】

駆動回路 18 a 2 は、駆動回路 18 a 1 と同様の回路形態を持ち、電源線 8、9 間に直列接続されたトランジスタ M8、M9、トランジスタ M8 のゲートと電源線 9 との間に接続されたトランジスタ M12、およびトランジスタ M8 のゲートとノード N b との間に接続された抵抗 R6 から構成されている。駆動回路 18 b 2 も、同様にして電源線 8、9 間に直列接続されたトランジスタ M10、M11、トランジスタ M10 のゲートと電源線 9 との間に接続されたトランジスタ M13、およびトランジスタ M10 のゲートとノード N c との間に接続された抵抗 R7 から構成されている。

【0046】

駆動制御回路 19 a（駆動能力調整手段に相当）は、後述する電圧検出回路 20 からの切替信号 S c が L レベルの場合にあっては、ゲート信号 g1 をゲート信号 g3、g4 としてトランジスタ M9、M12 に対し出力し、切替信号 S c が H レベルの場合にあっては、ゲート信号 g3 を L レベル、ゲート信号 g4 を H レベルとする。一方、駆動制御回路 19 b（駆動能力調整手段に相当）も、切替信号 S c が L レベルの場合にあっては、ゲート信号 g2 をゲート信号 g5、g6 としてトランジスタ M11、M13 に対し出力し、切替信号 S c が H レベルの場合にあっては、ゲート信号 g5 を L レベル、ゲート信号 g6 を H レベルとする。

【0047】

発振回路 21 は、C R 発振回路を備えており、その発振周波数は一定（例えば 100 kHz）である。電圧検出回路 20 は、図 4 に示すように、入力端子 2、3 間の電圧を分圧して検出する抵抗 R8、R9 と、切替基準電圧 V a を生成するための抵抗 R10、R11 と、検出電圧と切替基準電圧 V a とを比較するコンパレータ 22 とから構成されている。

【0048】

本実施形態におけるスイッチング周波数、トランジスタ M2～M13 のトランジスタサイズ等は、後述する駆動能力（昇圧特性）を満足するような値に設定されている。例えばトランジスタサイズを調整することにより、駆動回路 18 a 1



、18a2、18b1、18b2の各駆動能力、ひいては駆動回路18a1と18a2との能力比、駆動回路18b1と18b2との能力比を所望する値に設定することができる。

#### 【0049】

次に、本実施形態の作用について説明する。

入力電圧であるバッテリー電圧VBが10Vよりも低下すると、電圧検出回路20はLレベルの切替信号Scを出力する。この場合、トランジスタM3、M6、M9、M12にはゲート信号g1が与えられ、トランジスタM5、M7、M11、M13にはゲート信号g2が与えられる。このため、駆動回路18a1と18a2および駆動回路18b1と18b2はそれぞれ並列動作を行い、最大駆動能力によりコンデンサC1～C3の充放電動作を行う。その結果、より大きな充放電電流を流すことが可能となり、バッテリー電圧VBが最小入力電圧である4.5Vにまで低下しても、12Vの昇圧電圧Voを出力できるようになる。

#### 【0050】

これに対し、バッテリー電圧VBが10V以上になると、電圧検出回路20はHレベルの切替信号Scを出力する。この場合、トランジスタM8、M9、M10、M11がオフとなり、駆動回路18a2と18b2は駆動動作を停止する。このため、駆動回路18a1と18b1のみがそれぞれ単独で駆動動作を行い、上記最大駆動能力に比べて低い駆動能力によりコンデンサC1～C3の充放電動作を行う。この駆動能力は、バッテリー電圧VBが10Vの時に、所定電圧であるVB+8V=18Vの昇圧電圧Voを出力できるような駆動能力である。

#### 【0051】

本実施形態によれば、駆動回路18a1と18a2および駆動回路18b1と18b2をそれぞれ並列動作させるモードと駆動回路18a1および18b1を単独動作させるモードとを備え、入力されたバッテリー電圧VBに応じて両動作モードを切り替えることにより、駆動回路18の駆動能力を調整するようになっている。従って、バッテリー電圧VBが最小入力電圧（4.5V）以上であればほぼVB+8Vの所定の昇圧電圧Voを出力できるとともに、バッテリー電圧VBが上昇した場合にはコンデンサC1～C3の充放電電流を抑制して、発生するノイズ

量を低減することができる。その結果、第 1 の実施形態と同様に、小型化、低コスト化、高効率化などが図られる。

### 【0052】

(その他の実施形態)

なお、本発明は上記し且つ図面に示す各実施形態に限定されるものではなく、例えば以下のように変形または拡張が可能である。

チャージポンプ回路 1、17 は、車載電子制御装置に限られず、昇圧電圧を必要とする他の装置にも適用可能である。

各コンデンサの他端子に与える第 1 の電圧と第 2 の電圧は、入力電圧（バッテリー電圧  $V_B$ ）とグランド電圧に限られない。

スイッチング素子は、FET に限らずバイポーラトランジスタや IGBT であっても良い。

### 【0053】

第 1 の実施形態で示したスイッチング周波数を可変する手段と、第 2 の実施形態で示した駆動装置の動作モードを切り替える手段とを組み合わせても良い。また、第 1 の実施形態において、入力電圧に応じてスイッチング周波数  $f$  を 3 段階以上に切り替えるように構成しても良い。また、入力電圧に応じてスイッチング周波数  $f$  を連続的に変化させるように構成しても良い。切り替える段階数を増やしあるいは連続的に変化させることにより、駆動回路の駆動能力を必要最小限の値に近づけることができ、発生ノイズを一層低減することが可能となる。

### 【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の第 1 の実施形態を示すチャージポンプ回路の電氣的構成図

【図 2】 発振回路の電氣的構成図

【図 3】 本発明の第 2 の実施形態を示す図 1 相当図

【図 4】 電圧検出回路の電氣的構成図

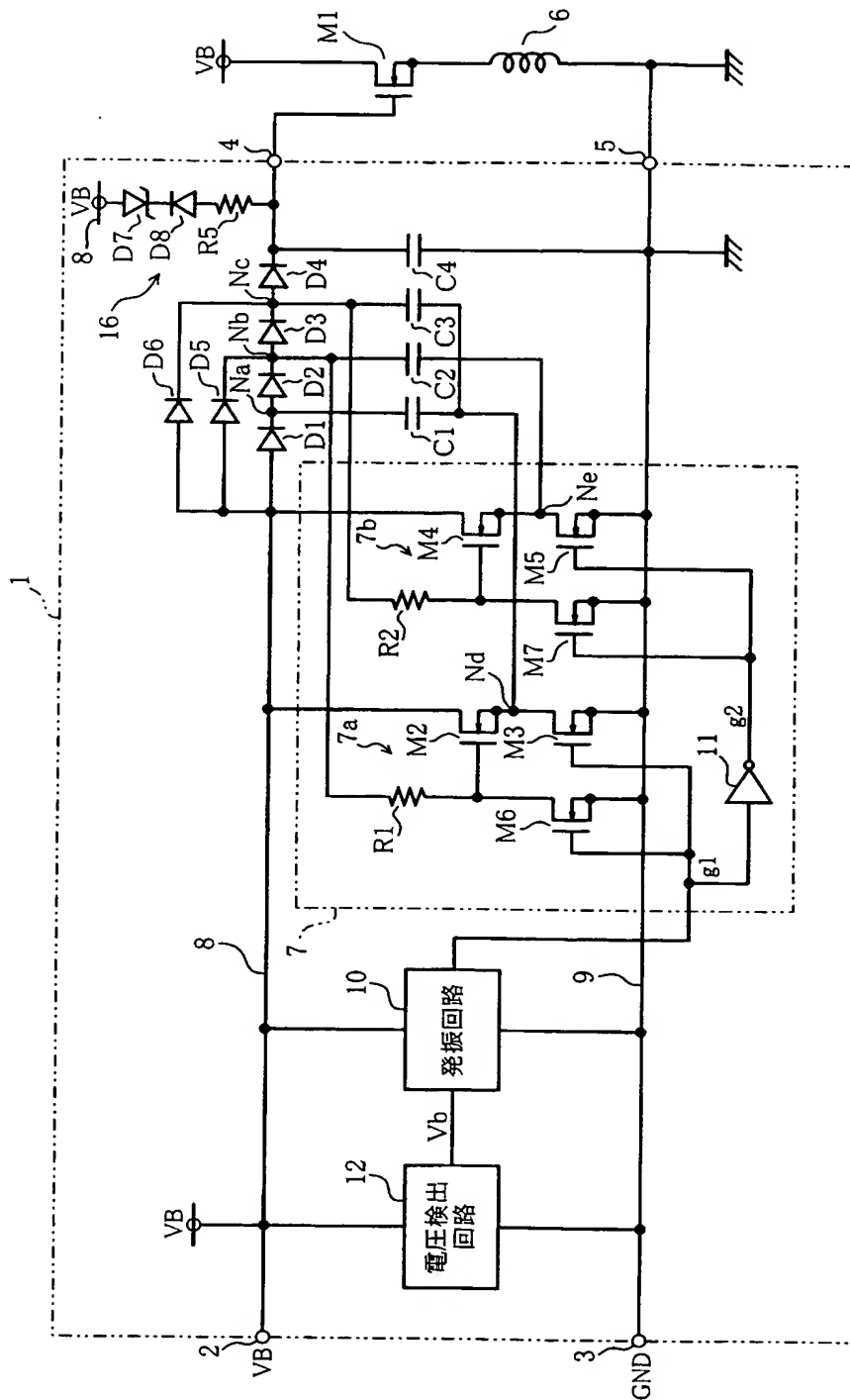
### 【符号の説明】

1、17 はチャージポンプ回路（昇圧回路）、2 は入力端子（電圧入力端子）、4 は出力端子（電圧出力端子）、7、7 a、7 b、18、18 a 1、18 a 2

、 1 8 b 1、 1 8 b 2 は駆動回路、 1 0 は発振回路（駆動能力調整手段）、 1 2  
、 2 0 は電圧検出回路、 1 9 a、 1 9 b は駆動制御回路（駆動能力調整手段）、  
M 2 ～ M 1 3 は M O S トランジスタ（F E T、スイッチング素子）、 D 1 ～ D 6  
はダイオード、 C 1 ～ C 4 はコンデンサである。

【書類名】 図面

【図 1】



M2～M7:スライディング素子

D1~D6:ダイオード

C1~C4:コンデンサ

### 1: 昇圧回路

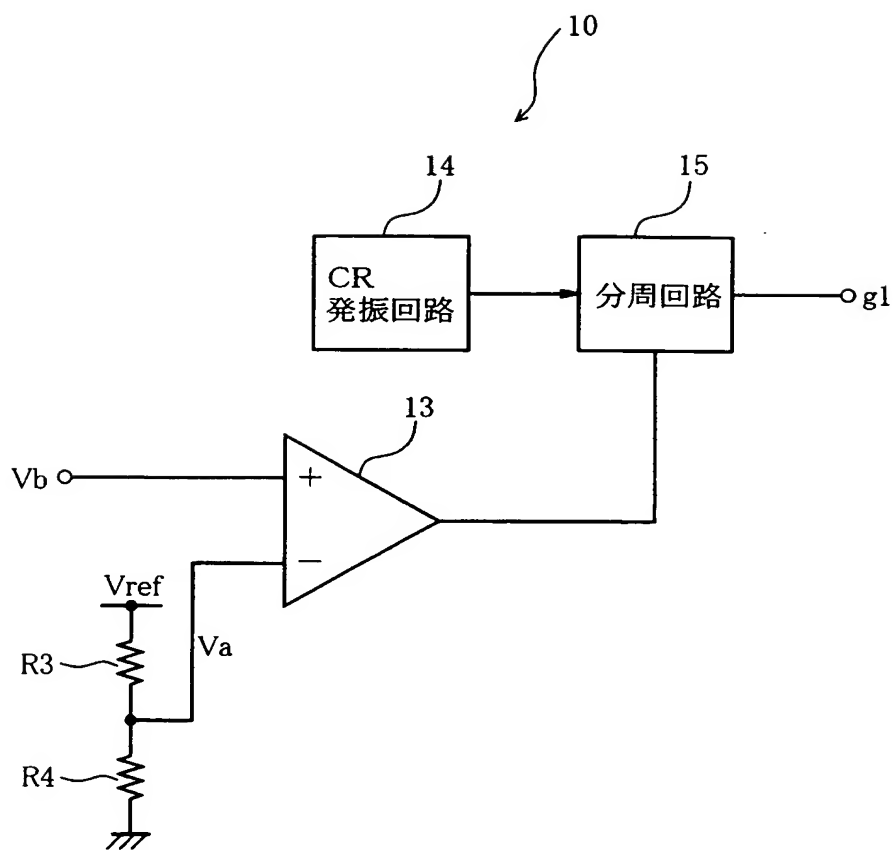
2: 電圧入力端子

4: 電圧出力端子

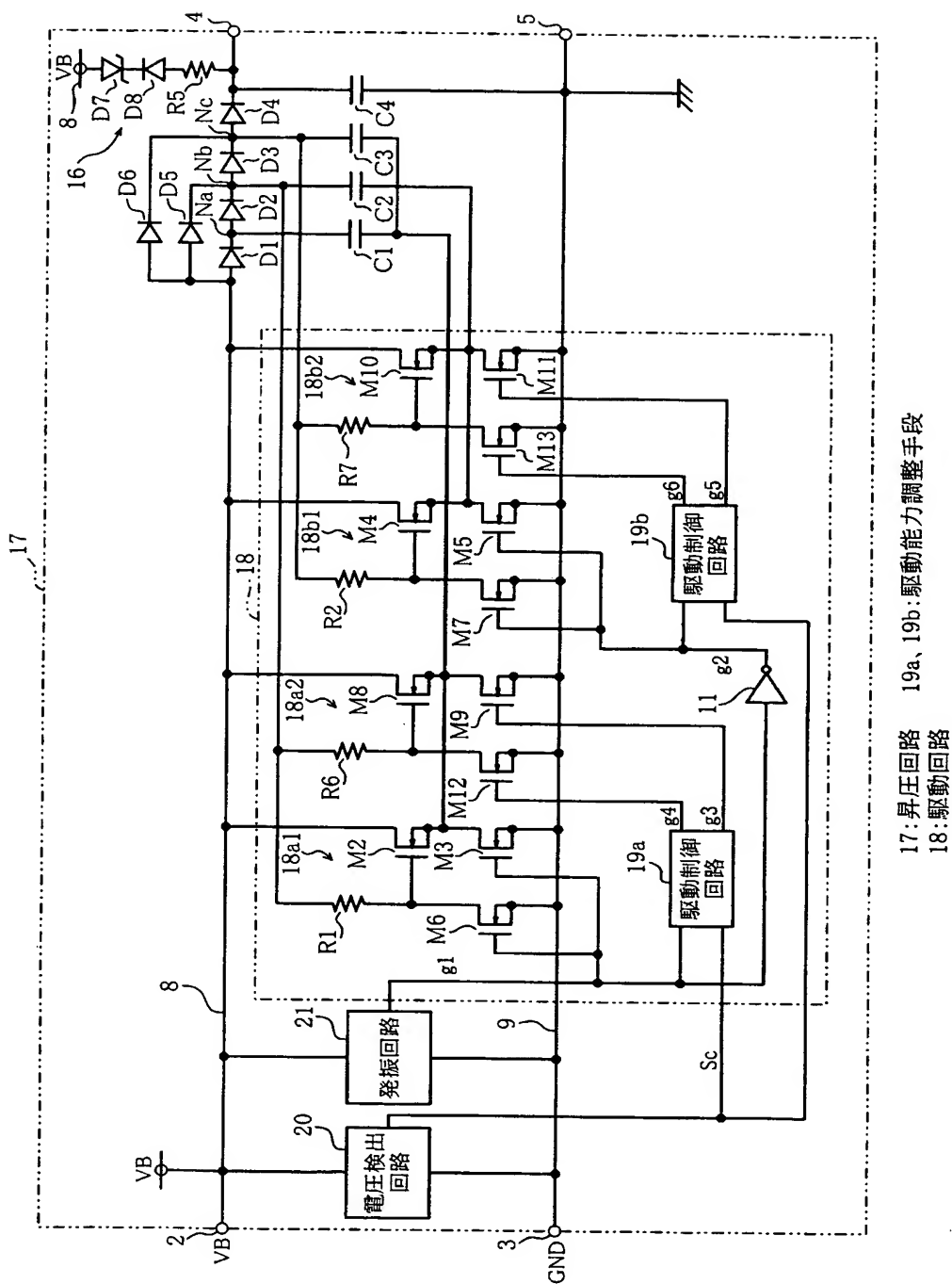
## 7: 驅動回路

## 10: 駆動能力調整手段

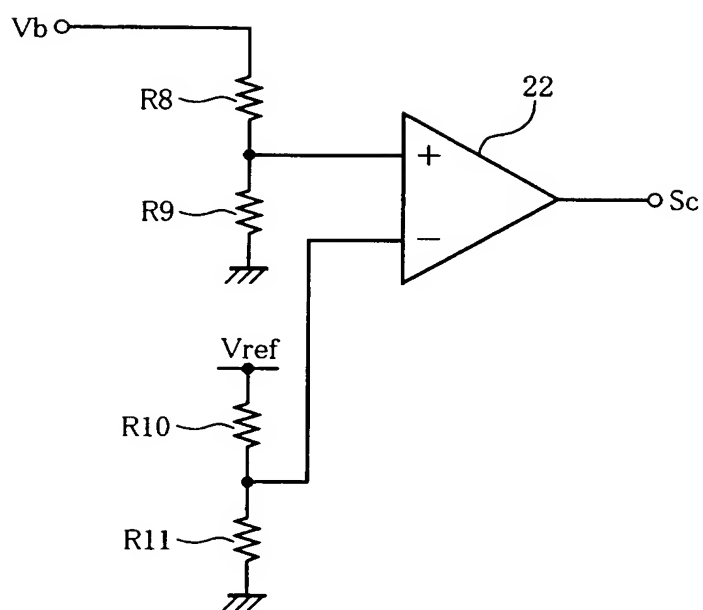
【図 2】



【図 3】



【図 4】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 入力電圧の変動にかかわらず所定の昇圧電圧を得ることができ、ノイズフィルタを付加することなく発生ノイズを低減する。

【解決手段】 電圧検出回路 1 2 は、入力電圧（バッテリー電圧  $V_B$ ）を検出し、発振回路 1 0 は、入力電圧が 1 0 V よりも低い場合には比較的高い周波数のゲート信号  $g_1$  を出力して駆動回路 7 の駆動能力を高め、入力電圧が 1 0 V 以上である場合にはゲート信号  $g_1$  の周波数を下げて駆動回路 7 の駆動能力が過大となるのを防止する。

【選択図】 図 1



特願 2 0 0 3 - 0 0 3 3 1 7

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[ 0 0 0 0 0 4 2 6 0 ]

1. 変更年月日

1 9 9 6 年 1 0 月 8 日

[変更理由]

名称変更

住 所

愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地

氏 名

株式会社デンソー